

補償形三巻線変成器を用いた push-pull 増幅回路の解析

西 塚 典 生・水 沼 充・中津山 幹男

長 橋 宏・杉 本 皆 子

工学部電子工学科

(昭和59年8月28日受理)

Analyses of Push-Pull Amplifiers Constructed with the Compensated Type Three-Winding Transformers

Norio N_{ISHIZUKA}, Mitsuru M_{IZUNUMA}, Mikio N_{AKATSUYAMA},
Hiroshi N_{AGAHASHI} and Minako S_{UGIMOTO}*Department of Electronic Engineering, Faculty of Engineering*

(Received August 28, 1984)

Abstract

The compensated type three winding transformers have much balanced outputs and are suitable for the applications to push-pull amplifiers. We construct class B push-pull amplifiers with the compensated transformers as input and output transformers, and analyze frequency characteristics of the amplifiers. In the analyses, we use fundamental equations of distributed parameter theory of coupled three lines with winding ratio $n:1:1$ for the input and output transformers, and the hybrid π equivalent circuits for transistors. The measured values agree well with our theoretical curves.

1. 緒 言

三巻線変成器は push-pull 増幅回路や平衡平調器など種々の電子回路・パルス回路に使用されている。これらの回路への応用に適した対称性の良好な補償形三巻線変成器(巻線比 $1:1:1$ の場合)を発表した¹⁾。本論文では更に一般的な巻線比 ($n:1:1$) の補償形三巻線変成器の理論と, push-pull 増幅回路への適用例と, その場合の特性解析について報告する。

2. 三巻線変成器の分布定数回路理論

巻線比が $n:1:1$ の三巻線変成器を分布定数回路理論的に考察する。結合3本線路上の微少区間 ($x, x+dx$) において, 次の電信方程式が成立する (Fig. 1)。

$$\left. \begin{aligned} -d/dx[V] &= j\omega[L]\{I\} \\ -d/dx[I] &= j\omega[C]\{V\} \end{aligned} \right\} \dots\dots(1)$$

ただし

$$\begin{aligned} [V] &= [V_1, V_2, V_3]_t \\ [I] &= [I_1, I_2, I_3]_t \quad (t: \text{転置}) \end{aligned}$$

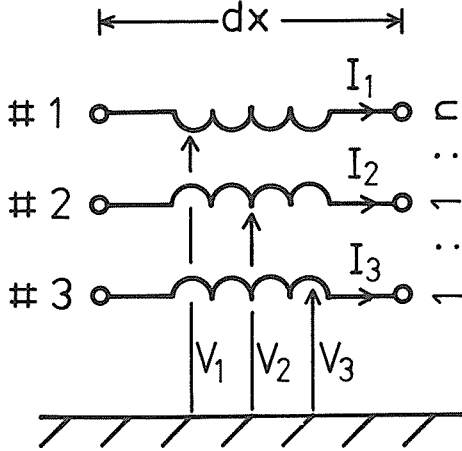


Fig. 1 Coupled three lines of winding ratio $n:1:1$

である。導体 # 1 に対して # 2, # 3 が対称に存在しているものとし、分布的な自己および相互インダクタンスを L_{ii}, L_{ij} ($i, j = 1, 2, 3; i \neq j$), 自己および相互容量を C_{ii}, C_{ij} ($i, j = 1, 2, 3; i \neq j$) とすれば, $[L], [C]$ は次のように表わされる。($C_{ij} < 0$)

$$\begin{aligned} [L] &= \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{12} \\ L_{12} & L_{22} & L_{23} \\ L_{12} & L_{23} & L_{22} \end{bmatrix} \\ [C] &= \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{12} \\ C_{12} & C_{22} & C_{23} \\ C_{12} & C_{23} & C_{22} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \dots\dots(2)$$

ここで,

$$\begin{aligned} L_0 &= \sqrt{L_{11} L_{22}}, \quad n = \sqrt{L_{11} / L_{22}} \\ k &= L_{12} / L_0 = 1 - m \\ k' &= L_{23} / L_0 = 1 - m' \end{aligned} \quad \dots\dots(3)$$

とおき, k, k' を導体 # 1, # 2 間(または # 1, # 3 間)および # 2, # 3 間の磁氣的結合係数, m, m' をそれぞれの漏れ係数と称する。

各導体間の電圧比, 電流比を

$$\left. \begin{aligned} \delta_1 &= V_1 / V_3, \quad \delta_2 = V_2 / V_3 \\ \rho_1 &= I_1 / I_3, \quad \rho_2 = I_2 / I_3 \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots(4)$$

とおくと, 式(1)~(4)より

$$\left. \begin{aligned} a\delta_1^2 + \delta_1(b\delta_2 + c) - (\delta_2 + 1)d &= 0 \\ (\delta_1^2 - 1)\{(\delta_2 + 1)b + a\delta_1\} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

が得られる。ただし

$$\left. \begin{aligned} a &= (1 - m)C_{11} + (2 - m')C_{12}/n \\ b &= (1 - m)C_{12} + (1 - m')C_{22}/n \\ &\quad + C_{23}/n \\ c &= (1 - m')C_{23}/n + C_{22}/n \\ &\quad - nC_{11} - (1 - m)C_{12} \\ d &= nC_{12} + (1 - m)(C_{22} + C_{23}) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

である。式(5)の第 2 式より,

$$\delta_2 = \delta_{2ub} = 1, \quad \delta_{2c} = -1 - \delta_1(a/b) \quad (7)$$

の 2 根が得られる。サフィックス u, b, c は後述の u, b, c 各伝送モードに対応する。

$\delta_2 = 1$ の場合, 式(5)の第 1 式より,

$$\left. \begin{aligned} \delta_{1ub} &= -(b+c)/2a \pm \sqrt{D} \\ &\quad (\text{複号同順}) \\ D &\equiv (b+c)^2/4a^2 + 2d/a \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots(8)$$

となる。ここで近似的に $m, m' \ll 1$ とするとき

$$\left. \begin{aligned} \delta_{1u} &\doteq n, \\ \delta_{1b} &\doteq -2\{nC_{12} + C_{22} + C_{23}\} / \{nC_{11} + 2C_{12}\} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots(9)$$

である。また, 式(4)より, $\delta_2 = 1$ のとき

$$\left. \begin{aligned} \rho_2 &= 1, \quad \text{すなわち } \rho_{2u} = \rho_{2b} = 1 \\ \rho_{1u} &= -2/\delta_{1b}, \quad \rho_{1b} = -2/\delta_{1u} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots(10)$$

が求められる。すなわち $\delta_2 = \delta_{2ub} = 1$ の場合について式(8)(9)(10)に示すような 2 通りの伝送モードが求められた。ここで, $\delta_{1u}, \delta_{2u}, \rho_{1u}, \rho_{2u}$ はすべて正となり, 各導体の電圧, 電流はすべて同符号である。このような伝送を不平衡伝送 (u 伝送) と称する。また, δ_{1b}, ρ_{1b} は負で, δ_{2b}, ρ_{2b} は正となり # 1 に対して # 2, # 3 は電圧, 電流とも異符号となる。このような伝送を平衡伝送 (b 伝送) と称する。

次に、 $\delta_2 = \delta_{2c} = -1 - \delta_1(a/b)$ の場合について考えると、

$$\left. \begin{aligned} \delta_1 &= \delta_{1c} = 0, \quad \delta_2 = \delta_{2c} = -1 \\ \rho_1 &= \rho_{1c} = 0, \quad \rho_2 = \rho_{2c} = -1 \end{aligned} \right\} \dots\dots(11)$$

となる。この場合は、#1の電圧、電流は0であり、#2、#3で互に異符号の電圧、電流を伝送する平衡伝送(c伝送)となる。

次に、各伝送の伝送定数を求める。

(1)c伝送 式(11)を考慮して、

$$\left. \begin{aligned} I_c &\equiv I_2 = -I_3, \quad I_1 = 0 \\ V_c &\equiv V_2 - V_3, \quad V_2 = -V_3, \quad V_1 = 0 \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

とおくと、

$$V_2/V_c = 1/2, \quad V_3/V_c = -1/2 \quad \dots\dots(13)$$

となり、

$$\left. \begin{aligned} -dI_c/dx &= -dI_2/dx = j\omega C_c V_c \\ -dV_c/dx &= -d(V_2 - V_3)/dx \\ &= j\omega L_c I_c \\ C_c &\equiv (C_{22} - C_{23})/2, \\ L_c &\equiv 2m' L_0/n \\ W_c &= \sqrt{L_c/C_c}, \quad \gamma_c = j\omega \sqrt{L_c C_c} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

となる。 W_c は特性インピーダンス、 γ_c は伝搬定数である。

(2)b伝送 式(10)を考慮して、

$$\left. \begin{aligned} I_b &\equiv -2I_3 = (-2/\rho_{1b})I_1, \quad I_2 = I_3 \\ V_b &\equiv (\rho_{1b}/-2)V_1 - V_3, \quad V_2 = V_3 \end{aligned} \right\} \dots\dots(15)$$

と定義する。電圧分配率は

$$\left. \begin{aligned} V_1/V_b &= \delta_{1u}\delta_{1b}/(\delta_{1b} - \delta_{1u}) \equiv \alpha_1 \\ V_3/V_b &= \delta_{1u}/(\delta_{1b} - \delta_{1u}) \equiv -\alpha_2 \end{aligned} \right\} \dots\dots(16)$$

となる。 $m, m' \ll 1$ の場合は式(15)、(16)は

$$I_b \equiv nI_1 = -(I_2 + I_3), \quad V_b \equiv V_1/n - V_3 \quad \dots\dots(15')$$

$$\alpha_1 = 2n\{(C_{22} + C_{23}) + nC_{12}\} / \{n^2 C_{11} + 4nC_{13} + 2(C_{22} + C_{23})\} \quad \dots\dots(16')$$

$$\alpha_2 = n\{nC_{11} + 2C_{12}\} / \{n^2 C_{11} + 4nC_{13} + 2(C_{22} + C_{23})\}$$

となり、

$$\begin{aligned} -dI_b/dx &= j\omega C_b V_b, \quad -dV_b/dx = j\omega L_b I_b \\ C_b &\equiv 2n^2\{C_{11}(C_{22} + C_{23}) - 2C_{12}^2\} / \{n^2 C_{11} + 4nC_{12} + 2(C_{22} + C_{23})\} \\ L_b &\equiv L_0(2m - m'/2)/n \\ W_b &= \sqrt{L_b/C_b}, \quad \gamma_b = j\omega \sqrt{L_b C_b} \end{aligned} \quad \dots\dots(17)$$

となる。

(3)u伝送 式(10)の結果を考慮して

$$\left. \begin{aligned} V_u &\equiv V_1 = \delta_{1u} V_3, \quad V_2 = V_3 \\ I_u &\equiv I_1 + (1/\delta_{1u})(I_2 + I_3), \quad I_2 = I_3 \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

を定義する。電流分配率は

$$\left. \begin{aligned} I_1/I_u &= \delta_{1u}/(\delta_{1u} - \delta_{1b}) \equiv \alpha_2 \\ I_3/I_u &= \delta_{1u}\delta_{1b}/2(\delta_{1b} - \delta_{1u}) \equiv \alpha_1/2 \end{aligned} \right\} \dots\dots(19)$$

となる。 $m, m' \ll 1$ のとき、式(18)は

$$\left. \begin{aligned} V_u &\equiv V_1 = nV_3 \\ I_u &\equiv I_1 + (I_2 + I_3)/n \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots(18')$$

であり、

$$\left. \begin{aligned} -dI_u/dx &= j\omega C_u V_u, \\ -dV_u/dx &= j\omega L_u I_u \\ C_u &\equiv C_{11} + 4C_{12}/n + 2(C_{22} + C_{23})/n^2 \\ L_u &\equiv nL_0 \\ W_u &= \sqrt{L_u/C_u}, \quad \gamma_u = j\omega \sqrt{L_u C_u} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots(20)$$

となる。

一般の伝送は上述の3伝送の和で与えられるので、

$$\left. \begin{aligned} [V_1, V_2, V_3]_t &= [A]^{-1} [V_u, V_b, V_c]_t \\ [I_1, I_2, I_3]_t &= [B]^{-1} [I_u, I_b, I_c]_t \\ [V_u, V_b, V_c]_t &= [A] [V_1, V_2, V_3]_t \\ [I_u, I_b, I_c]_t &= [B] [I_1, I_2, I_3]_t \\ [B] &= [A]^{-1} \\ [A] &= \begin{bmatrix} \alpha_2 & \alpha_1/2 & \alpha_1/2 \\ 1/\delta_{1u} & -1/2 & -1/2 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots(21)$$

と表わされる。

Fig. 2に示すように、線路長(巻き幅) ℓ なる

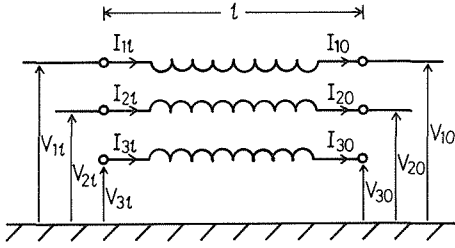


Fig. 2 Six-port network of coupled three lines.

線路の送端と受端の各端子対の電圧, 電流を V_{ik} , I_{ik} ($i = 1, 2, 3$; $k = \ell, 0$) とすると, 各伝送モード ($m = u, b, c$) に対して,

$$\begin{bmatrix} V_{lm} \\ I_{lm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma_m l & W_m \sinh \gamma_m l \\ \sinh \gamma_m l / W_m & \cosh \gamma_m l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{om} \\ I_{om} \end{bmatrix} \quad \dots\dots(22)$$

が成立するので, 式(21), (22)より,

$$\begin{bmatrix} V_{1l} \\ V_{2l} \\ V_{3l} \\ I_{1l} \\ I_{2l} \\ I_{3l} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & b_{11} & b_{12} & b_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & b_{12} & b_{22} & b_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & b_{13} & b_{23} & b_{33} \\ c_{11} & c_{12} & c_{13} & a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ c_{12} & c_{22} & c_{23} & a_{12} & a_{22} & a_{23} \\ c_{13} & c_{23} & c_{33} & a_{13} & a_{23} & a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \\ I_{10} \\ I_{20} \\ I_{30} \end{bmatrix} \quad \dots\dots(23)$$

が得られる。ただし, $m, m' \ll 1$ として,

$$\begin{aligned} a_{11} &= \alpha_2 C_u + \alpha_1 C_b / n, & a_{12} &= \alpha_1 (C_u - C_b) / 2 \\ a_{21} &= \alpha_2 (C_u - C_b) / n, \\ a_{22} &= (\alpha_1 C_u / n + \alpha_2 C_b + C_c) / 2, \\ a_{23} &= (\alpha_1 C_u / n + \alpha_2 C_b - C_c) / 2, \\ b_{11} &= W_u S_u + \alpha_1^2 W_b S_b, \\ b_{12} &= W_u S_u - \alpha_1 \alpha_2 W_b S_b, \\ b_{22} &= W_u S_u / n^2 + \alpha_2^2 W_b S_b + W_c S_c / 4, \\ b_{23} &= W_u S_u / n^2 + \alpha_2^2 W_b S_b - W_c S_c / 4, \\ c_{11} &= \alpha_2^2 S_u / W_u + S_b / n^2 W_b, \\ c_{12} &= \alpha_1 \alpha_2 S_u / 2 W_u - S_b / 2 n W_b, \\ c_{22} &= \alpha_1^2 S_u / 4 W_u + S_b / 4 W_b + S_c / W_c, \\ c_{23} &= \alpha_1^2 S_u / 4 W_u + S_b / 4 W_b - S_c / W_c, \\ s_m &= \sinh \gamma_m l, & c_m &= \cosh \gamma_m l \end{aligned} \quad (m = u, b, c)$$

である。式(23)を次の回路の特性解析に利用する。

3. Push-pull 増幅回路の構成と解析

Fig. 3 に補償形三巻線変成器を入力・出力変成器として適用した push-pull 増幅回路の構成例を示している。B 級動作であるが, cross-over 歪を除去するため, R_A' , R_A'' , R_e' , R_e'' , C_e' , C_e'' を接続している。解析の都合で, 出力変成器に 2 個の磁心を使用したため各磁心を通る電流の直流分が一方のみとなる事による μ の値の低下防止

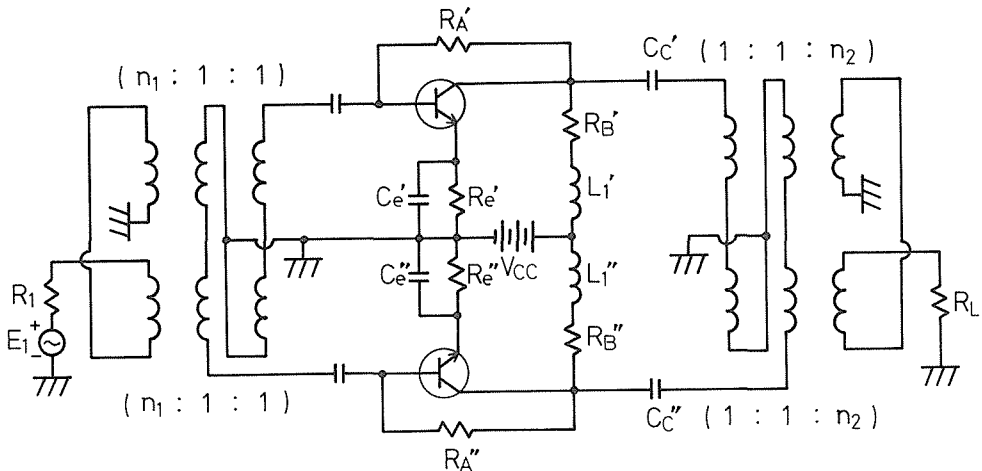


Fig. 3 Push-pull amplifier.

用にチョーク・コイル L'_1 , L'_2 を使用した。

補償形変成器は対称性が良く、トランジスタ Q , Q' は交互に遮断するので、等価的に一方のトランジスタ（例えば Q ）が導通（能動領域）で、他方（ Q' ）が遮断した回路で周波数特性が解析できる。トランジスタは導通の際、ハイブリッド π 形等価回路（Fig. 4）が使用できる。試作回路では実測により³⁻⁴⁾、

$$g_m = 0.387 \text{ m}\bar{O}, \quad r_d = 315 \Omega, \quad r_b = 87 \Omega,$$

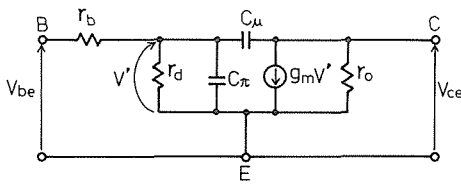


Fig. 4 Hybrid π equivalent circuit of a transistor.

$$r_o = 22 \text{ K}\Omega, \quad C_\pi = 77 \text{ pF},$$

であり、 C_μ の値は小さいので無視した。ただし、 C_μ の影響としてはミラー効果により等価的に C_π の値を若干増加させると考えられるので、このことによって補正することができる。

入力変成器は、Fig. 2 の三巻線変成器を 2 素子使用しているので（Fig. 5 参照）、Fig. 5 の境界条件と式(23)より、

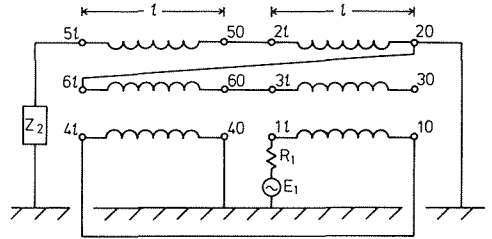


Fig. 5 Input transformer.

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & b_{11} & b_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_i & 0 & 0 \\ a_{21} & a_{23} & b_{12} & b_{22} & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_{21} & a_{22} & b_{12} & b_{23} & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ C_{11} & C_{12} & a_{11} & a_{21} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ C_{12} & C_{23} & a_{12} & a_{22} & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ C_{12} & C_{23} & a_{12} & a_{23} & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & a_{12} & a_{12} & b_{11} & b_{12} & b_{12} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_{22} & a_{23} & b_{12} & b_{22} & b_{23} & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_{23} & a_{22} & b_{12} & b_{23} & b_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & C_{12} & C_{12} & a_{11} & a_{21} & a_{21} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{22} & C_{23} & a_{12} & a_{22} & a_{23} & 0 & 0 & 1/Z_2 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & C_{23} & C_{22} & a_{12} & a_{23} & a_{22} & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{12} \\ V_{30} \\ I_{10} \\ I_{20} \\ V_{2t} \\ V_{3t} \\ I_{40} \\ I_{2t} \\ I_{3t} \\ I_{1t} \\ I_{20} \\ V_{5t} \end{bmatrix} \quad \dots\dots(24)$$

が得られる。ただし

$$Z_2 = r_b + r_d / (1 + j\omega C_\pi r_d) \quad \dots\dots(25)$$

である。式(24)より、 $V_{be} = V_{5t} / E_1$ が求められる。Fig. 4 より

$$V' = V_{be} r_d / \{ r_d + r_b (1 + j\omega C_\pi r_d) \} \quad (26)$$

である。

ハイブリッド π 形等価回路の端子対 $C-E$ 間に $R'_B + j\omega L_1$ が接続されるので、鳳・テブナンの定

理により

$$\left. \begin{aligned} E_2 &= -g_m V' \{ r_o // (R'_B + j\omega L_1) \} \\ Z_o &= r_o // (R'_B + j\omega L_1) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots(27)$$

である。出力変成器は Eig. 6 のように接続されているので境界条件および式(23)より、

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E_0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & b_{11} & b_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ a_{21} & a_{23} & b_{12} & b_{22} & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_{21} & a_{22} & b_{12} & b_{23} & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ C_{11} & C_{12} & a_{11} & a_{21} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/R_L \\ C_{12} & C_{23} & a_{12} & a_{22} & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ C_{12} & C_{22} & a_{12} & a_{23} & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & a_{12} & a_{12} & b_{11} & b_{12} & b_{12} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_{22} & a_{23} & b_{12} & b_{22} & b_{23} & Z_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_{23} & a_{22} & b_{12} & b_{23} & b_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & C_{12} & a_{12} & a_{11} & a_{21} & b_{21} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{22} & C_{23} & a_{12} & a_{22} & a_{23} & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & C_{23} & C_{22} & a_{12} & a_{23} & a_{22} & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{10} \\ V_{30} \\ I_{10} \\ I_{20} \\ V_{2l} \\ V_{3l} \\ I_{40} \\ I_{2l} \\ I_{3l} \\ I_{5l} \\ I'_{20} \\ V_{5l} \end{bmatrix} \quad \dots\dots(28)$$

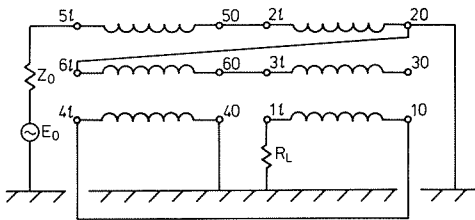


Fig. 6 Output transformer.

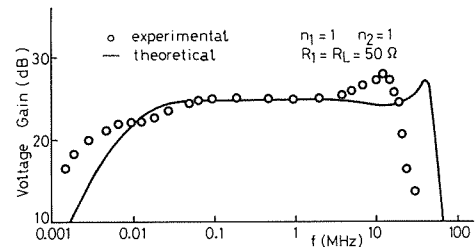


Fig. 7 Voltage gain of push-pull amplifier.

となる。

Fig. 7 に $n_1 = 1, n_2 = 1, R_1 = R_L = 50\Omega$ として構成した場合の測定値 (○印) を理論曲線 (実線) と共に示している。Fig. 8 には、 $n_1 = 1, n_2 = 0.2, R_1 = R_L = 50\Omega$ の場合の測定値と理論曲線を示している。これらは、それぞれ測定値と理論曲線が一致して、良好な特性が得られている²⁾。なお、理論計算に使用したパラメータの値 (実測値) を Table 1 に示している。理論曲線の計算の際は山形大学計算センターの電算機 (OKITAC-50/40) を利用させて頂いた (登録済)。

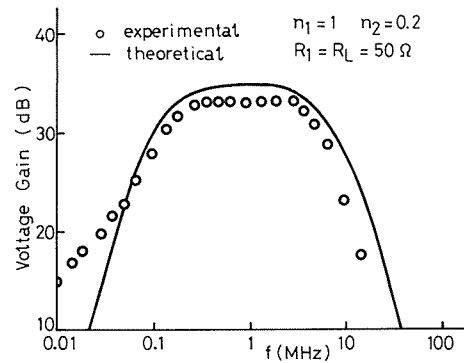


Fig. 8 Voltage gain of push-pull amplifier.

Table 1 Paramemeter values of input and output transformers.

	Input trans. (1 : 1 : 1)		Output trans. (1 : 1 : 1)		Output trans. (0.2 : 1 : 1)	
Lul [mH]	0.770	0.833	0.680	0.710	0.030	0.28
Cul [pF]	4.6	4.0	4.4	4.7	3.2	4.4
Lbl [μH]	0.158	0.168	0.180	0.170	1.974	2.63
Cbl [pF]	49.3	46.0	50.0	56.1	2.026	2.073
Lcl [μH]	0.456	0.436	0.463	0.453	0.509	0.576
Ccl [pH]	17.5	17.5	13.4	17.3	11.6	12.1

4. 結 言

補償形三巻線は対称性が良好であるので、push-pull 増幅器への応用に適している。B級 push-pull 増幅器では、2 箇のトランジスタが、互に逆相で交互に導通・遮断となるのであるが、対称的であるので等価的にハイブリッド π 形等価回路および結合 3 本線路の基本式を使用して、その特性を解析した。理論曲線と実測値が一致し、広帯域特性が得られた。さらに高周波特性を改善し、広帯域化すること、およびチョーク・コイルを省略し回路を簡素化すること、三巻線変成器を更に改良することなどが今後の課題である。

謝 辞

卒研生の大関氏はじめ本研究に御協力下さった

方々に感謝します。ハイブリッド π 形等価回路のパラメータの測定法は電気工学科の福田幸賀氏の御努力により実験指導書に導入され、本研究にも有効であったことを付記し感謝致します^{3~4)}。

文 献

- 1) 西塚, 本間, 佐藤: 信学論 A **62**, 301 (1979).
- 2) 西塚, 水沼, 中津山, 長橋, 杉本: 昭58年電気関係学会東北支部連大 **2 A 7**.
- 3) 大越訳: 基礎トランジスタ回路(産業図書, 1972) 3 章.
- 4) 山形大学工学部電気系学生実験要項(電子回路, 1981).